

음향반향 제거 시스템을 위한 강인한 동시통화 검출기에 관한 연구

A Study on the Robust Double Talk Detector for Acoustic Echo Cancellation System

백 수 진*, 박 규 식*
(Su-Jin Paek*, Kyu-Sik Park*)

* 단국대학교 정보·컴퓨터학부 컴퓨터과학 전공

(접수일자: 2002년 9월 3일; 수정일자: 2003년 1월 21일; 채택일자: 2003년 2월 11일)

원거리 회의 시스템이나 차량 내 핸즈프리 통화에서 이용되는 음향 반향제거 시스템은 근단화자의 통화 상태에 대한 정보 제공을 위해 동시통화 검출기(DTD: Double Talk Detector)를 포함한다. 이러한 동시통화 검출기는 주변 음향 환경에 민감하게 작용하여 근단화자의 통화상태에 대해 잘못된 정보를 제공하기도 하는데, 본 논문에서는 이러한 기존의 문제점을 해결하여 보다 신뢰성 있는 음향 반향제거 시스템을 구축할 수 있는 새로운 동시통화 검출 알고리즘을 제안한다. 본 논문에서 제안된 음향 반향 제거 시스템은 지연없는(Delayless) 서브밴드 적응 필터를 이용한 음향반향 제거기와 협대역 동시통화 검출기로 구성된다. 지연없는 서브밴드 적응 음향 반향 알고리즘은 적은 계산량과 높은 수렴속도를 가지며 기존의 서브밴드(Subband) 적응 음향 반향 제거기에서 문제가 되었던 지연 문제를 해결하는 등 음향 반향 제거 성능이 뛰어난 것으로 알려져 있다. 한편 본 논문에서 제안된 협대역 동시통화 검출기는 협대역 서브밴드 내에서 동시통화 검출 동작을 수행함으로써 다운 샘플링(down-sampling)으로 인한 계산량 감소와 최저 주파수 서브밴드 대역의 저주파 신호 특성으로 인해 보다 신뢰성 있는 통화 상태 정보를 제공할 수 있는 장점을 가진다. 본 연구에서 제안된 협대역 동시통화 검출 알고리즘의 성능은 광대역 동시통화 검출 알고리즘과 다양한 비교 시뮬레이션을 통해 그 성능을 입증하도록 한다.

핵심용어: 음향 반향 제거, 동시통화 검출, 지연없는 서브밴드 적응 필터, 다운 샘플링

주요분야: 음향 신호처리 분야 (1.1, 1.2)

Acoustic Echo Cancellation(AEC) is very active research topic having many applications like teleconference and hands-free communication and it employs Double Talk Detector(DTD) to indicate whether the near-end speaker is active or not. However, the DTD is very sensitive to the variation of acoustical environment and it sometimes provides wrong information about the near-end speaker. In this paper, we are focusing on the development of robust DTD algorithm which is a basic building block for reliable AEC system. The proposed AEC system consists of delayless subband AEC and narrow-band DTD. Delayless subband AEC has proven to have excellent performance of echo cancellation with a low complexity and high convergence speed. In addition, it solves the signal delay problem in the existing subband AEC. On the other hand, the proposed narrowband DTD is operating on low frequency subband. It can take most advantages from the narrow subband such as a low computational complexity due to the down-sampling and the reliable DTD decision making procedure because of the low-frequency nature of the subband signal. From the simulation results of the proposed narrowband DTD and wideband DTD, we confirm that the proposed DTD outperforms the wideband DTD in a sense of removing possible false decision making about the near-end speaker activity.

Keywords: Acoustic echo canceller, Double talk detector, Delayless subband adaptive filter, Down-sampling

ASIS subject classification: Acoustic signal processing (1.1, 1.2)

I. 서론

그림 1은 말려진 공간 안에서 근단화자와 원단화자 사이의 통신 환경에서 사용되는 음향 반향 제거 시스템의 구조를 보이며, 이같은 음향 반향제거 시스템은 크게 음향 반향 제거기와 동시통화 검출기로 구성된다. 그림 1에서 $x(n)$ 은 원단 화자 신호를 나타내고, $d(n)$ 은 원단화자 신호의 반향된 형태를 나타내며, $z(n)$ 은 근단화자 신호를, $y(n)$ 은 추정된 반향신호를 나타내며, $e(n)$ 은 최종 전송 신호를 나타낸다. 그리고 $i(n)$ 은 동시통화 검출기에서 음향 반향 제거기로 보내는 통화 상태 정보를 나타낸다.

음향 반향 제거기는 원단 화자의 음성신호가 근단 화자 측 스피커로 출력됨과 동시에 반향되어 원단화자 자신에게 다시 들리게 되는 에코(Echo)현상을 적응적으로 제거하기 위해 사용된다. 일반적인 알고리즘으로 LMS (Least Mean Square)[1], RLS (Recursive Least Square)[1], AP(Affine Projection)[2]등이 존재한다. LMS알고리즘은 매우 간단하고 복잡도가 낮아 널리 사용되나 음성신호와 같은 유색 신호가 입력되었을 경우 신호의 고유치가 높아져, 수렴속도가 현저히 떨어진다는 단점을 가지고 있다. RLS알고리즘은 LMS의 단점을 보완할 수 있으나 계산량이 높고 안정성이 떨어져 실제 응용에 적용되기 어렵다는 단점을 가지며, AP알고리즘은 LMS의 정규화된 형태인 NLMS의 일반적인 형태로 수렴속도가 높으나 계수의 차수가 높아질수록 계산량이 급격히 증가한다는 단점을 가지고 있다. 이런 알고리즘의 특성을 향상시키

기 위해 보다 낮은 계산량과 높은 수렴속도를 가지는 서브밴드 적응 알고리즘이 소개되었고[3, 4], 기존 서브밴드 알고리즘의 단점을 극복하기 위해 지연없는 (Delayless) 서브밴드 알고리즘[5]이 제안되었다.

반면, 동시통화 검출기는 근단화자 신호의 존재 여부에 의해 변화되는 통화 상태에 따라 음향 반향 제거기의 동작 여부를 판단하기 위해 사용된다. 이를 위한 알고리즘으로 간단히 신호 크기만을 비교하는 크기 비교법[6]과 두 신호간 상호 상관도를 비교하는 상호 상관법[7], 그리고 상호 상관법을 응용한 다양한 방법들[8-10]이 존재한다. 이들 기존 알고리즘은 3절에서 보다 자세히 논의한다.

본 논문에서는 제 2절에서 보다 높은 안정성과 적은 계산량, 높은 수렴속도를 반영할 수 있는 지연없는 서브밴드 알고리즘에 대해 기술하고, 제 3절에서 동시통화 검출의 전반적인 동작을 설명하며, 제 4절에서 지연없는 서브밴드 적응 알고리즘을 기반으로 하여 동작되는 협대역 동시통화 검출기에 대해 논의한다. 제안된 협대역 동시통화 검출 알고리즘의 성능은 본 논문의 5절에서 컴퓨터 모의 실험을 통해 기존 광대역 동시통화 검출기와 비교하여 입증하도록 하며 마지막 절에는 본 논문의 결론을 맺는다.

II. 지연없는 서브밴드 음향 반향 제거 알고리즘

본 논문에서 사용되는 지연없는 서브밴드 음향 반향

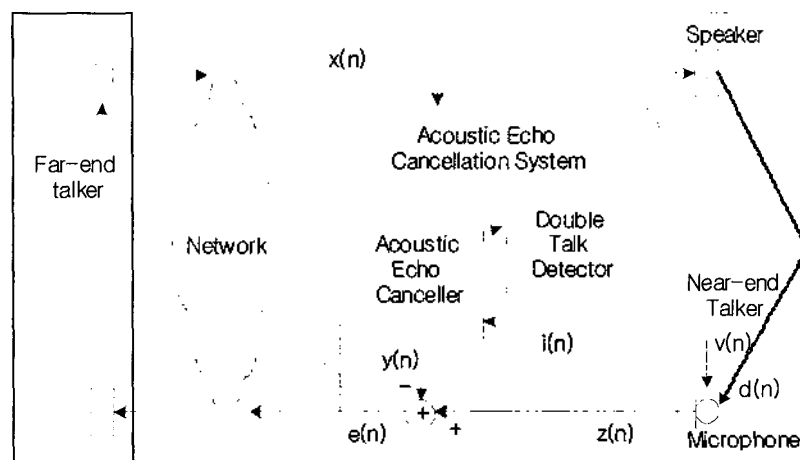


그림 1. 음향반향 제거 시스템 구조
Fig. 1. Structure of the Acoustic Echo Cancellation System.

제거 알고리즘은 음향 반향 제거 시스템에서 근본적으로 제공되어야 하는 반향 제거 기능을 제공하며, 기존의 서브밴드 적응 디지털 필터의 적은 계산량과 높은 수렴속도에 대한 이점을 그대로 유지하면서 필연적으로 발생하게 되는 앨리어싱 (Aliasing)과 시간지연의 보완을 가능하게 한 적응 필터링 알고리즘이다. 그림 2는 지연없는 서브밴드 알고리즘의 구조를 보인다. 그림 2에서 $x_{0 \sim M/2}$, $z_{0 \sim M/2}$, $y_{0 \sim M/2}$ 는 각각 서브밴드에서의 원단 화자 신호와 마이크로폰 입력 신호, 추정 반향 신호를 나타낸다.

지연없는 서브밴드 알고리즘은 각 서브밴드별로 협대역 적응 필터의 계수를 갱신한 후, 광대역 (wideband) 필터 계수로 재구성하여 적응 필터링을 구현하는 방법이다. 먼저 지연없는 서브밴드 음향 반향 제거기는 원단화자 신호와 반향신호를 K개의 서브밴드 필터뱅크 [$H_0(z)$, $H_1(z), \dots, H_{k-1}(z)$]로 통과시켜 각 밴드별로 NLMS (Normalized Least Mean Square)[1] 알고리즘을 이용하여 각 밴드별 적응 계수를 갱신한다. 각 밴드 내의 NLMS 계수들은 특정 대역 내의 시간 영역에서의 값들로서 고속 푸리에 변환 (FFT)를 수행하여 주파수 영역으로 변환한 후, 동작 대역에 해당하는 위치에 재배치 (Frequency Stacking)를 하게 되고 FFT를 수행하여 광역 필터 계수로 변환을 하게 된다. 각 밴드별 적응 계수의 갱신은 수식 (1)과 같다.

$$W_m(n+D) = W_m(n) + \mu X_m^* e_m(n) \quad (1)$$

수식 (1)에서 $e_m(n)$ 은 추정 반향 신호와 반향 신호간의 각 m 번째 서브밴드에서의 신호 차이를 나타내고, $W_m(n)$ 과 $X_m(n)$ 은 각 m 번째 서브밴드의 필터 계수와 대역 분할 된 원단화자 신호를 나타낸다. 수렴 계수 μ 는 수식 (2)와 같이 각 대역별 서브밴드 신호의 에너지에 의해 정규화시켜 사용한다.

$$\mu = \mu(n) = \frac{\alpha}{X_m^T(n)X_m(n)}, \quad 0 < \alpha < 1 \quad (2)$$

이와 같이 동작하는 지연없는 서브밴드 음향 반향 제거기는 본 논문에서 제시하는 협대역 동시통화 검출 알고리즘이 구현되기 용이한 구조를 제공하며, 제안된 협대역 동시통화 검출기는 광대역 동시통화 검출기와 달리, 지연없는 서브밴드 적응 알고리즘에서 최저 주파수대의 입력신호만을 사용함으로써 근단 화자의 통화 상태 결정에 신뢰성을 향상시킬 수 있다. 본 논문에서 제안한 협대역 동시통화 검출기에 대한 자세한 논의는 제 4절에서 다루도록 한다.

III. 동시통화 검출 알고리즘

일반적으로 음향 반향 제거기는 원단화자의 반향된 신호가 마이크로폰으로 입력될 경우 음향 반향 제거기의 출력신호($y(n)$)와 마이크로폰 입력 신호($z(n)$)의 차이

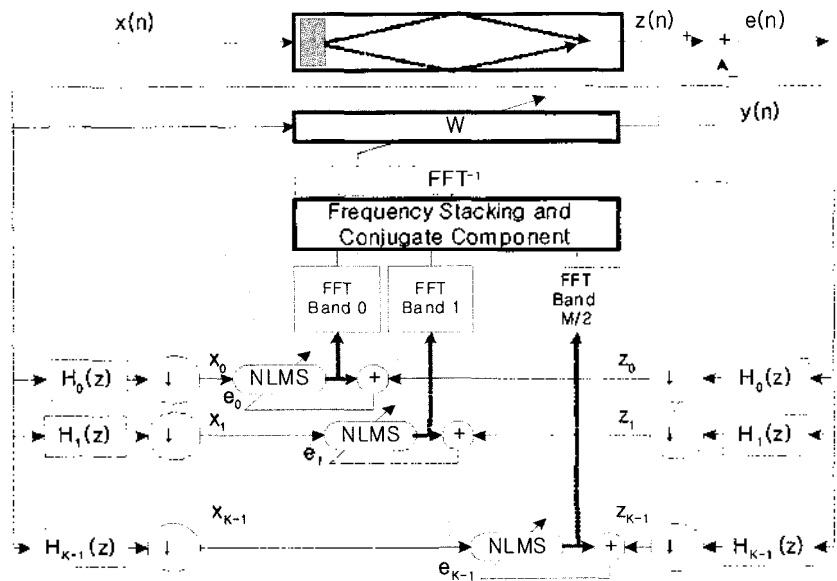


그림 2. 지연없는 서브밴드 음향반향 제거기
Fig. 2. Delayless Subband Acoustic Echo Canceller.

(($e(n)$))를 0으로 만들기 위한 적응적인 추정작업을 한다. 만약 수식 (3)에서와 같이 동시통화의 경우가 되면 실제 마이크로폰 입력 신호($z(n)$)와 추정된 반향 신호($y(n)$)간 근단화자 신호($v(n)$) 크기만큼 차이가 나게 되나, 여전히 음향반향 제거시스템에서는 최종 전달 신호($e(n)$)를 0에 가깝도록 만들기 위한 적응알고리즘을 동작하게 되어 전달하고자 했던 근단화자의 음성신호가 적응 필터에 의해 변형되거나 극단적으로는 제거되는 결과를 초래할 수 있다.

$$\begin{aligned} e(i) &= z(n) - y(n) \approx v(n) \\ z(i) &= d(n) + v(n), y(n) \approx d(n) \end{aligned} \quad (3)$$

근단화자 신호만 존재하는 경우도 마찬가지로, 수식 (4)에서와 같이 최종 전달 신호($e(n)$)를 적응필터가 0에 가깝도록 적응 알고리즘 동작을 하게 되어 전송하고자 했던 근단화자 신호를 전송하지 못하게 된다.

$$\begin{aligned} e(i) &= z(n) - y(n) \approx v(n) \\ z(i) &= v(n), y(n) \approx 0 \end{aligned} \quad (4)$$

음향 반향 제거는 위에서 제시한 문제점 때문에 근단 화자-와 원단화자 신호의 존재 여부에 따라 그 동작 상태 가 민감하게 결정되어야 한다. 이러한 이유로 통화 상태 정보를 실시간으로 제공하는 기능을 하는 동시통화 검출 기 (DTD)가 요구된다.

동시 통화 검출기에 사용되는 알고리즘은 크게 신호 크기 비교법과 신호 상호 상관법 등 2가지로 분류할 수 있다. 신호 크기 비교법은 반사 경로에 의한 감쇠나 적응 필터에 의한 감쇠, 또는 이 두 가지 감쇠 모두를 이용하여 동시 통화의 발생 여부를 판단하는 알고리즘이다. 크기 비교법은 단순히 입력신호의 크기만을 고려하기 때문에 전신 수식이 비교적 간단하다는 장점을 가지고 있지만, 음향 환경 변화나 배경 잡음에 상당히 민감한 단점을 가지고 있다. 반면, 상호 상관법은 원단화자 신호와 근단화

자 신호간 상호 상관도가 적다는 직교성질을 이용함으로 서 크기 비교법에 비해 입력 신호크기에 강인한 통화 상태 결과를 얻을 수 있다는 특성을 가진다. 신호 상관도와 음향 반향 제거 시스템에서의 입력 신호와의 관계를 표 1에서 설명하였다. 표 1에서 case1은 신호가 없는 경우를, case2는 근단화자의 신호만, case3은 원단화자 신호만 존재하는 경우를 나타내며, case4는 근단화자 신호와 원단 화자 신호가 동시에 존재하는 동시통화의 경우를 나타낸다. 표에 나타나 있듯 신호 상관도는 스피커 입력 신호와 마이크로폰 입력신호간 유사성이 클 경우 큰 값을 나타내 게 된다. Yel[7]가 제안한 알고리즘은 다음 수식을 이용하여 원단화자 신호와 최종 전송 신호간의 상호 상관 계수 값을 이용해 통화 상태를 구분한다.

$$C_{xx}^{(1)}(n) = E\{x(n)e(n)\} \quad (5)$$

위의 상호 상관 법을 정규화시켜 보다 안정적인 경계치 결정을 하게 한 수식 (6)의 정규화된 신호 상관 법이 제시 되기도 하였다. 정규화된 신호 상관 법에서는 근단화자 신호만 존재하는 경우와 동시통화의 경우는 0에 가까운 값으로, 신호가 없는 경우와 원단화자 신호만 존재하는 경우는 1에 가까운 값으로 근사화시켜 보다 안정적인 경 계치 결정을 가능하게 한 방법이다.

$$C_{xx}^{(2)}(n) = \frac{E\{x(n)e(n)\}}{\sqrt{\sigma_x^2 \sigma_e^2}} \quad (6)$$

신호 상관 법에서 사용되는 두 입력 신호인 원단 화자 입력신호와 잔여 반향 신호는 마이크로폰 입력신호와 잔 여 반향신호로 이용하는 방법[12]도 가능하다. 본 연구에 서는 마이크로폰 입력 신호와 잔여 반향 신호를 수식 (6) 에 적용하여 통화 상태를 구분한다.

동시통화 검출 알고리즘을 이용해 통화 상태 정보를 얻어내면, 이 정보를 바탕으로 음향 반향 제거기의 동작

표 1 동시통화 검출 알고리즘에서 사용되는 신호 상관 값 비교
Table 1. Comparison cross-correlation values using the DTD algorithm.

conversation states		Signal of near end talker's side		Cross-correlation values
		Input signal to speaker	Input signal to microphone	
No signal	case1	C	C	(1)
Near end signal	case2	C	B	(4)
Far end signal	case3	A	A'	(2)
Double talk	case4	A	A'+B	(3)
Comparison cross-correlation values		{1} > {2} > {3} > {4}		
A	Far end talker's signal		B	Near end talker's signal
A'	Echoed far end talker's signal		C	No input signal

표 2. 동시통화 검출기의 동작 상태
Table 2. Operating state of the double talk detector.

Conversation state	No. signal	Near end signal	Far end signal	Double talk
	case1	case2	case3	case4
Filtering	OFF	OFF	ON	ON
Coefficient adaptation	OFF	OFF	ON	OFF

을 적절하게 제어해야 하며 표 2에 이를 정리하였다. 음향 반향 제거기에서는 통화 상태에 따라 필터링과 계수적응이라는 두 가지 동작으로 구분하여 구동되어야 한다. 필터링의 의미는 현재 가지고 있는 적응 필터의 계수를 가지고 마이크로폰 입력 신호에 대해 필터링하는 것을 의미하며, 계수 적응의 의미는 적응 필터의 출력신호와 마이크로폰 입력신호가 유사한 신호 값을 가지도록 계수를 적응적으로 갱신함을 의미한다. 표 2에서 네가지 경우로 구분한 것은 에코가 발생하여 반향된 신호를 특별히 제거해 줘야 하는 case3의 경우를 제외하고는 음향 반향 제거기의 동작은 무의미하거나, 앞에서 기술했던 바와 같이 음향 반향 제거 시스템의 성능 저하를 유발하기 때문이다. 이러한 이유로 신호가 없는 경우인 case1과 근단화자 신호만 존재하는 경우인 case2는 음향 반향 제거기가 동작되지 않도록 하고, 동시통화의 경우 (case4)는 근단화자 신호와 반향 신호가 동시에 존재하므로 일정 부분 반향 신호를 제거하면서 동시에 근단화자 신호도 전달되도록 기존의 계수를 가지고 필터링만 하도록 한다.

IV. 협대역 동시통화 검출 알고리즘

본 논문에서 제안하는 협대역 동시통화 검출기는 지연 없는 서브 밴드 적응 필터 구조에서 최저 주파수 대역에 해당하는 서브밴드에서만 동시통화 검출을 수행한다. 지연 없는 서브밴드 음향반향 제거기와 협대역 동시통화 검출기를 적용시킨 음향 반향 제거 시스템의 간략화된 구조는 그림 3과 같다. 그림 3에서 e_0 는 최저 주파수대의

표 3. 협대역 동시통화 검출기의 통화 상태 결정
Table 3. Determination of conversation states in the narrow-band DTD.

Conversation state	No. signal case1	Near end signal case2	Far end signal case3	Double talk case4
Voice Activity detection value VAD_p	$VAD_p < T_{VAD}$	$VAD_p < T_{VAD}$	$VAD_p > T_{VAD}$	$VAD_p > T_{VAD}$
Cross-correlation value $C_{z_0 e_0}$	$C_{z_0 e_0} < T_{C_{nr}}$	$C_{z_0 e_0} > T_{C_{nr}}$	$C_{z_0 e_0} < T_{C_{nr}}$	$C_{z_0 e_0} > T_{C_{nr}}$

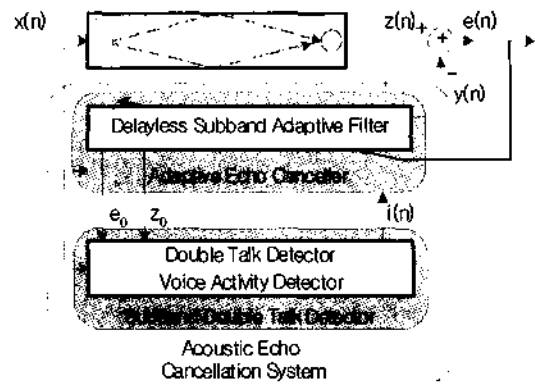


그림 3. 제안된 음향 반향 제거 시스템
Fig. 3. Proposed acoustic echo cancellation system.

간여반향신호, z_0 는 최저 주파수대의 마이크로폰 입력 신호를 나타낸다.

협대역 동시통화 검출기는 지연 없는 서브밴드 음향 반향 제거기에서 최저 주파수대의 마이크로폰 입력 신호와 간여 반향 신호를 입력받아 통화 상태 정보를 얻어낸다. 반면에 광대역 동시통화 검출 알고리즘을 위한 정규화된 상호 상관법은 근단화자 신호와 원단화자 신호의 존재 여부를 구분하기에 어려움이 있다. 이는 각 통화 상태에 따른 신호 상관 값의 차이가 그렇게 크지 않기 때문인데, 이를 극복하기 위해 협대역 동시통화 검출 알고리즘에서는 근단화자 신호 검출을 위한 동시통화 검출 부분과 원단화자 신호 검출을 위한 음성 구간 검출 부분으로 나뉘어 통화 상태 정보를 획득하는 방법을 이용한다. 원단화자 신호의 검출은 수식 (7)의 음성 구간 검출기 (Voice Activity Detector: VAD)를 적용한다.

$$VAD_p = \sqrt{\sigma_x^2} \tag{7}$$

수식 (7)을 이용한 VAD에서의 경계치 결정의 경우, 신호 존재여부의 판단을 위해 신호의 상대적인 비교가 아닌, 단순한 크기 비교를 기반으로 하기 때문에, 사용되는 경계치는 적용되는 주변 환경의 주변 잡음 크기나 실제 음성 신호 크기와의 비율을 고려하여 적응적으로 결정해야 한다. 표 3은 협대역 동시통화 검출 알고리즘을 적용할

경우 신호 상관 값인 $C_{s,e}$ 과 음성구간 검출 값인 VAD_s , 그리고 경계치 값으로 인한 통화 상태에 따른 비교방법을 나타내고 있다. 표 3의 $T_{C_{s,e}}$ 와 T_{VAD_s} 는 각각 근단화자 신호와 원단화자 신호의 존재여부를 결정하기 위한 경계치를 나타내는 상수 값이다. 각 경계치 값은 다양한 모의 실험을 통하여 동시통화 결정 오류를 최소화하는 값으로 결정한다. 표 3에 의하여 결정된 근단화자의 통화 상태 정보는 지연없는 서브밴드 음향반향 제거기에 전달되어 현재 입력 음성 샘플에 대해 필터링을 할 것인지, 계수적응을 할 것인지 결정하는데 필요한 정보가 된다. 한편 광대역 동시통화 검출기의 경우에는 마이크로폰 입력신호와 잔향 신호간의 신호 상관도를 구하여 3개의 경계치를 가지고 4가지 신호 상태를 구분하게 된다.

협대역 동시통화 검출기가 상관도를 계산하기 위해 이용하는 입력은 최저 주파수 대역의 잔여 반향 신호와 추정 반향 신호로서 고주파 성분이 제거된 저주파수 특성을 가지고 있는 신호이다. 협대역 동시통화 검출기에서는 이러한 저주파 대역의 입력신호를 이용함으로써 다음과 같은 장점을 얻을 수 있다.

첫째, 음성신호의 저주파 대역은 신호 대부분의 정보를 가지고 있다. 이러한 입력 신호를 통해 신호 상관 값을 동시통화 검출 알고리즘에 적용하게 되면, 신호 상관도 값의 구분 경계가 광대역의 경우보다 협대역 동시통화 검출 알고리즘을 이용할 경우가 보다 명확해진다. 결과적으로 협대역 동시통화 검출 알고리즘의 경우, 통화 상태 결정을 위한 경계치 값 ($T_{C_{s,e}}$) 의 선택 범위가 넓어져 보다 신뢰성 있는 통화 검출이 가능하게 된다. 두번째로는 입력신호의 저주파 신호 특성으로 인해 동시통화 검출기 오류의 주원인인 고주파성의 날카로운 피크 (peak) 값들이 줄어들어 결과 신호 상관 값은 적은 변동폭을 가지게 되며 광대역 통화검출기에 비해 통화 상태 결정의 오류를 최소화할 수 있다. 마지막으로 입력되는 신호가 지연없는 서브밴드 음향반향 제거기 내의 다운 샘플링을 거치게 됨으로, 전 대역에서 동시통화 검출을 하는 경우보다 다운 샘플링된 비율만큼 계산량의 감소가 이루어질 수 있다는 장점을 가진다. 이러한 협대역 동시통화 검출기의 장점 및 성능은 다음절의 컴퓨터 모의 실험에서 확인하도록 한다.

V. 컴퓨터 모의 실험

본 절에서는 본 논문에서 제안된 협대역 동시 통화 알

고리즘의 성능을 검증하기 위해 통화상태에 따라 협대역 동시 통화 검출기를 사용한 경우와 광대역 동시 통화 검출기를 사용한 경우를 비교하여 모의 실험을 수행하였다. 모의 실험을 단순화하기 위하여 원단화자 신호만 존재하는 경우와 동시통화의 경우에 대한 동시통화 검출기의 성능을 실험하였다.

본 실험을 위해서 지연없는 서브밴드 음향 반향 제거 알고리즘은 32개 서브밴드, 512개 탭을 가지는 광역 계수 필터로 구성하고, 각 서브밴드별로 32 탭을 가지는 NLMS 필터를 적용하였으며 동시 통화 검출 알고리즘으로 경계치 결정의 안정성과 두 알고리즘간의 상대적인 비교를 위하여 정규화된 상호 상관 법을 이용한다. 모의 실험에 사용된 원단화자와 근단화자 신호는 16 kHz 샘플링, 40000 샘플 (2.5 sec)의 길이를 가지는 신호로서, 원단화자 신호는 "We have just dock on the beautiful shores

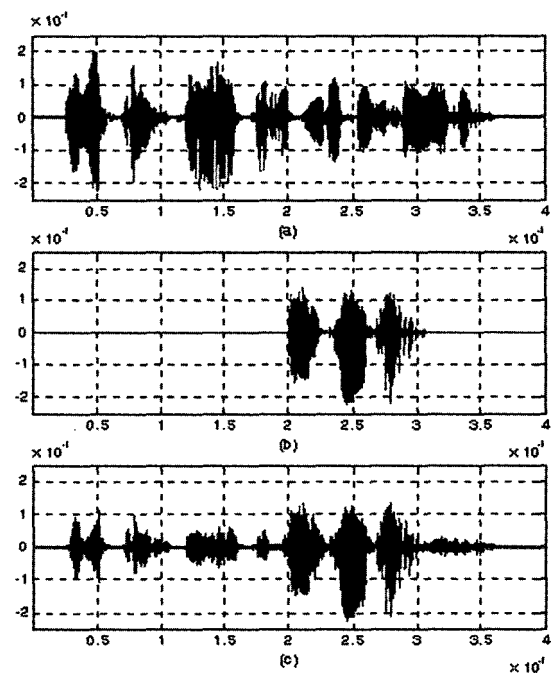


그림 4. 입력 신호 (a) 원단화자 신호 (b) 근단화자 신호 (c) 마이크로폰 입력신호

Fig. 4. Input signals (a) Far-end Talker's signal (b) Near-end Talker's signal (c) Microphone input signal.

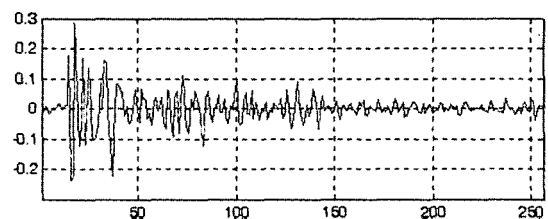


그림 5. 임펄스 응답

Fig. 5. Impulse response.

표 4. 마이크로폰 입력 신호에 따른 적응 필터의 동작 상태

Table 4. Behavior of the Adaptive Filter related to the microphone input signal.

Input signal	$1 \sim 2 \times 10^4$ sample	$2 \times 10^4 \sim 3.25 \times 10^4$ sample	$3.25 \times 10^4 \sim 3.24 \times 10^4$ sample
Conversation states	case3 Far end signal	case4 Double talk	case3 Far end signal
Behavior of the Adaptive Filter	Coefficient adaptation	Filtering	Coefficient adaptation

of the " 그리고 근단화자 신호는 "same problem" 의 음성을 녹음하여 사용하였다. 이를 그림 4에 도시하였다. 반향된 원단화자 신호는 실제 정지되어 있는 차량 내에 마이크로폰을 설치하여 16 kHz 샘플링의 256 랩의 임펄스 응답 (그림 5)을 구하여 모의 실험에 사용하였다.

다음의 표 4는 입력신호에 따른 시간별 (샘플별) 통화 상태와 적응 필터의 동작 상황을 설명한 것으로서, 정상적인 통화 검출이 이루어졌을 경우 표 4의 "적용 필터 동작"에 나타난 바와 같이 동작하게 된다.

그림 6과 7은 각각 그림 4(c)의 마이크로폰 입력에 대해 광대역 동시통화 검출기와 협대역 동시통화 검출기를 동작시켰을 경우의 정규화된 상호 상관 값을 나타낸다. 그림 6(b)는 그림 6(a)의 y축 (magnitude)의 0~0.02까지의 값을 확대한 결과이며, 그림 7(b)그림은 그림 7(a)의 y축의 0~0.2까지의 값을, 그림 7(c)그림은 그림 7(a)의 y축의 0~0.02까지의 값을 확대한 그림이다. 여기에서 굵은 점선은 각 알고리즘에서 사용하는 경계치 값으로, 광대역 동시통화 검출 알고리즘에는 그림 6의 결과를 반영하여 0.005로, 협대역 동시통화 검출 알고리즘에는 그림 7의 결과를 반영하여 0.015로 설정하였다. 각 동시통화 검출

알고리즘에서 구한 상호 상관도 값이 설정한 경계치 이하의 값을 가지게 되면 동시통화의 경우로, 그 이상의 값을 가지게 되면 원단화자 신호가 존재하는 경우로 인식하게 된다.

그림 6과 그림 7은 본 논문에서 제안한 협대역 동시통화 검출 알고리즘의 장점 및 성능을 잘 설명하고 있다. 첫째, 그림 6(b)와 그림 7(b), 그림 7(c)를 비교할 경우 원단화자 신호만 존재하는 부분과 동시통화인 부분에 대해 y축 값 (magnitude)이 경계치를 중심으로 협대역 동시통화 검출 알고리즘을 이용한 경우 (그림 7(b))가 광대역 동시통화 검출 알고리즘을 이용할 경우 (그림 6(b))보다 더욱 명확히 그 경계가 (경계치와 신호 상관 값과의 거리) 뚜렷하며 통화 상태 결정을 위한 경계치 값의 선택 범위

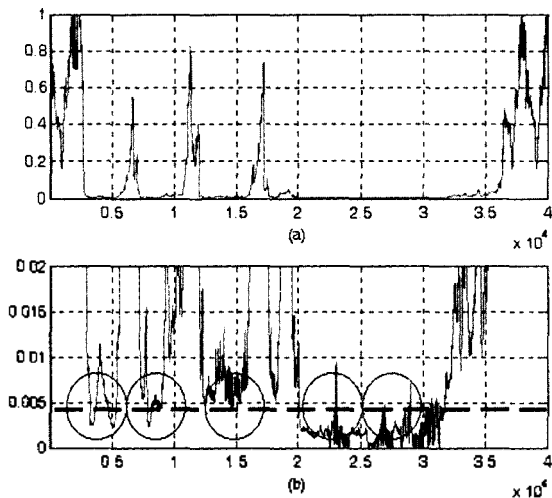


그림 6. 광대역 동시통화 검출기의 C_{z_0, e_0} . (a) 정규화된 신호 상관 값 (b) 그림 6 (a)의 y 축 0~0.002까지의 값을 확대한 그림
Fig. 6. C_{z_0, e_0} of the wide-band DTD. (a) Normalized cross-correlation values (b) Enlarged figure of the Fig. 6(a).

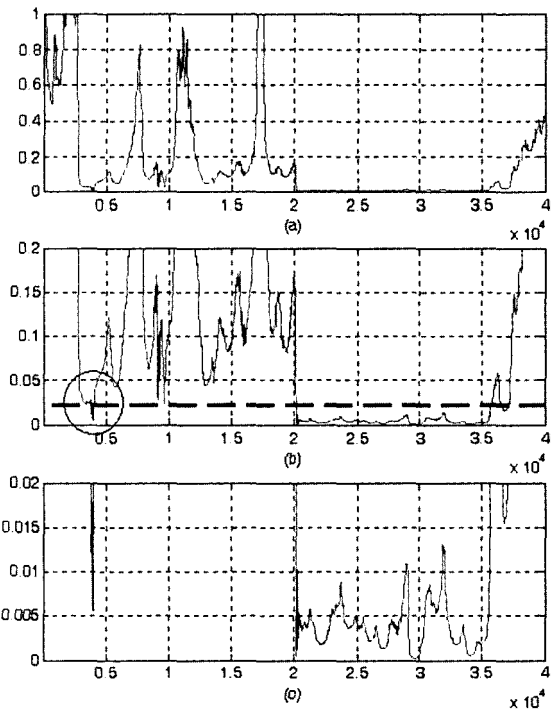


그림 7. 협대역 동시통화 검출기의 C_{z_0, e_0} . (a) 정규화된 신호 상관 값. (b) 그림 7 (a)의 y 축 0~0.2까지의 값을 확대한 그림 (c) 그림 7 (a)의 y 축 0~0.02까지의 값을 확대한 그림
Fig. 7. C_{z_0, e_0} of the narrow-band DTD. (a) Normalized cross-correlation values, (b-c) Enlarged figures of the Fig. 7(a).

가 넓어져 보다 신뢰성있는 통화 검출이 가능하다.

특례로 그림 6의 광대역 동시통화 검출 알고리즘의 경우, 전반적으로 날카로운 피크값들(원으로 표기)을 가져 경계치 비교를 통한 통화 상태 결정에서 순간적인 통화 검출의 오류가 다수 발생되기 쉬운 반면, 그림 7의 협대역 동시통화 검출기에서는 입력신호 자체가 고 주파수 성분을 가지고 있지 않으므로 광대역 통화 검출기의 주 오류 발생 원인이었던 날카로운 오류 피크들을 포함하지 않으며 보다 신뢰성 있는 통화 상태 결과를 얻을 수 있다.

한편 광대역 동시통화 검출기의 모의 실험 결과 상대적으로 많이 발생하는 오류 피크는 원단화자 신호만 존재하는 구간에서, 그림 6(b)의 3000 샘플, 5000 샘플, 7000 샘플 등의 지점(원으로 표기)에 근단화자 신호가 존재한다기 판단하는 등의 잘못된 정보를 제공하게 된다. 이는 동시통화 구간에서도 마찬가지로 이 때문에 계수 적용을 해야 하는 구간에서 필터링만 하게 되고, 필터링만 해야 하는 구간에서 계수적용을 하게 되는 등의 오 동작이 초래된다. 예를 들어 원단화자 신호만 존재하는 구간에서 근단화자 신호 존재 영역으로 잘못 판단된 영역이 존재한다면 잘못 판단된 구간만큼 계수 적용 대신 필터링을 하게 되므로, 음향 반향 제거기의 수렴 속도가 늦춰지게 된다. 그러나 협대역 동시통화 검출기는 이와 같은 오류 발생(오류 피크의 발생: 원으로 표기) 정도가 현저히 줄어들어 광대역 동시통화 검출기에 비해 음향 반향 제거기의 수렴 속도가 더욱 향상될 수 있다.

VI. 결론

원거리 회의 시스템이나 차량 내 핸즈프리 통화가시 필연적으로 발생하는 음향 반향은 음향반향 제거기를 적극적으로 사용하여 제거하게 된다. 이러한 음향반향 제거기를 정상적으로 동작시키기 위해서는 근단화자의 통화 상태를 정확히 판단할 수 있는 효율적인 동시통화 검출기가 필요하다. 본 논문에서 제안된 음향반향 제어시스템은 자연있는 서브밴드 음향반향 제거기와 협대역 동시통화 검출기로 구성되며 기존의 광대역 동시통화 검출기 대신, 협대역 동시통화 검출기를 사용하여 음성신호의 저주파 서브밴드 대역에서만 동시통화 검출을 수행함으로써 다운 샘플링으로 인한 계산량 감소와 저주파 서브밴

드 대역의 신호 특성으로 인해 보다 신뢰성있는 동시통화 검출 성능을 보장할 수 있다. 컴퓨터 모의 실험을 통해 제안된 협대역 동시통화 검출기가 광대역 동시통화 검출기에 비해 강인하고 안정적인 통화 상태 정보를 제공함을 확인할 수 있었다.

참고 문헌

1. S., Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1991.
2. K. Ozeki and T. Umeda, "An adaptive filtering algorithm using an orthogonal projection to an affine subspace and its properties," *Elec. Comm. Japan*, J67-A (5), 126-132, Feb. 1984.
3. R. E. Crochiere and L. R. Rabiner, *Multirate Digital Signal Processing*, Englewood Cliffs, N. J.: Prentice-Hall, 1985
4. E. R. Ferrara, Jr., "Frequency-domain adaptive filtering," in *Adaptive Filters*, C. F. N. Cowen and P. M. Grant, Eds. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1985.
5. D. Morgan and J. Thi, "A delayless subband adaptive filter architecture," *IEEE Trans on Signal Processing*, 43 (8), 1819-1830, August 1995.
6. P. C. Yip and D. M. Etter, "An adaptive multiple echo canceller for slowly time-varying echo paths," *IEEE Trans on Commun*, 38 (10), 1693-1698, Oct. 1990.
7. H., YE, and B. X., WU, "A new double talk detection algorithm based on the orthogonality theorem," *IEEE Trans on Commun*, 39 (11), 1542-1545, Nov. 1991.
8. K. Ghose and V. U. Reddy, "A double-talk detector for acoustic echo cancellation applications," *Signal Processing*, 80, 1459-1467, November 1999.
9. T. Gansler and J. Benesty, "A Frequency-domain Double Talk Detector based on a Normalized Cross-correlation vector," *Signal Processing*, 81, 1783-1787, May 2001.
10. Jacob Benesty, "A New class of double talk detectors based on cross-correlation," *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, 8 (2), 168-172, March 2000.
11. 이행우, 은명의, 김종교, "음향반향 제거기의 동시통화처리 알고리즘," *한국음향학회지*, 17 (3), 10-16, 1998.

저자 약력

● 백수진 (Su-Jin Paek)

2002년 2월: 상명대학교 컴퓨터·정보통신 학부 정보통신 학과 (이화사)
2002년 3월~현재: 단국대학교 컴퓨터 과학 및 통계 학과 (석사 과정)

● 박규식 (Kyu-Sik Park)

한국음향학회지 제20권 제1호 참조